

# 二次側 DC-DC コンバータを用いた走行中ワイヤレス給電 におけるリアルタイム結合係数推定と最大効率制御

小林 大太<sup>†</sup> 居村 岳広<sup>†</sup> 堀 洋一<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> 東京大学新領域創成科学研究科 〒277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5

E-mail: <sup>†</sup> {kobayashi14, imura}@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, <sup>‡</sup> hori@k.u-tokyo.ac.jp

あらまし 電気自動車へのワイヤレス給電において、車両側の DC-DC コンバータにより二次側電圧を制御することで伝送効率を最大化する手法が提案されている。しかし、結合係数が随時変化する走行中ワイヤレス給電システムにこの最大効率制御法を適用した例はない。そこで、本稿では最大効率制御法を走行中ワイヤレス給電システムに適用する際の結合係数推定法、DC-DC コンバータのモデル化及びフィードバック制御法を紹介し、リアルタイム適用可能な最大効率制御法の提案を行った。また、走行中ワイヤレス給電を模擬した実験機を用いた実験により、提案制御法を用いることで実車の走行時程度の結合係数変動があっても DC to DC の伝送効率の改善が可能であることを示した。

**キーワード** 走行中ワイヤレス給電, 磁界共振結合, 結合係数推定, DC-DC コンバータ

## Real-time Coupling Coefficient Estimation and Maximum Efficiency Control on Dynamic Wireless Power Transfer Using Secondary DC-DC Converter

Daita KOBAYASHI<sup>†</sup> Takehiro IMURA<sup>†</sup> and Yoichi HORI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> Graduate School of Frontier Sciences, The University of Tokyo

Kashiwanoha 5-1-5, Kashiwa-shi, Chiba, 277-8561, Japan

E-mail: <sup>†</sup> {kobayashi14, imura}@hflab.k.u-tokyo.ac.jp, <sup>‡</sup> hori@k.u-tokyo.ac.jp

**Abstract** Maximum efficiency control by changing the secondary voltage of using a DC-DC converter was introduced. However, the control method has not been used for dynamic wireless power transfer system where coupling coefficient changes drastically. The considerations about dynamics of the transmitting circuit and coupling coefficient are necessary in dynamic wireless power transfer system. In this paper, a simple method of coupling coefficient estimation with RLS (Recursive least squares) filter and maximum efficiency control are proposed. The experimental results of dynamic maximum efficiency control are provided and they indicate the effectiveness of the proposed control in a real dynamic wireless power transfer system for EVs.

**Keywords** Dynamic Wireless Power Transfer, Magnetic Resonance Coupling, Coupling Coefficient Estimation, DC-DC converter

### 1. はじめに

近年、電気自動車(EV)への”走行中”ワイヤレス給電が新しいEVへの給電方法として注目を集めている[1]. 走行中ワイヤレス給電を用いれば、インフラから電力を受け取りながら走行ができるので、従来電気自動車の問題点であった短い航続距離を補うことができる。更に、大きく重量のあるバッテリーを大量に積まなくてもよくなり、車両運動性能も向上させることが出来るほか、車両価格も抑えることが出来る。

EVへのワイヤレス給電の主なコンセプトとしては、路面に敷設した送電コイルから磁界を介して各車両の底面に設置された受電コイルへ給電を行うというものである[2]. 送電方式としては2007年に発表された「磁

界共振結合方式」が有力な候補としてあげられる[3][4].

しかし、未だにそれぞれの研究機関が独自の走行中ワイヤレス給電システムについての研究をバラバラに行っており、システム全体の最適化がされていないといえる。

ワイヤレス給電において、二次側電圧を適切な値にすることで伝送効率を最大化することが出来ることが知られており、DC-DCコンバータを用いて定電圧負荷の電圧を制御し効率改善をする手法が提案されている[5][6]. しかし、この制御法においては結合係数の情報を用いており、結合係数が随時変化する走行中ワイヤレス給電においては工夫が必要であることが分かる。そこで、本文献ではシンプルでリアルタイムの適用が

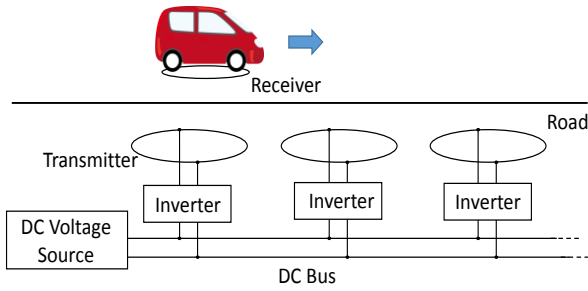


図 1. DC バスシステム

Fig. 1. DC bus system

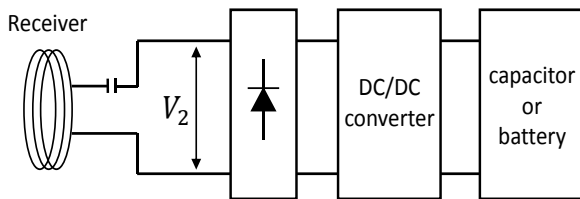


図 2. 受電側の構成

Fig. 2. Structure of receiving side

可能な結合係数推定手法を用いた最大効率制御を提案する。更に、実際に電気自動車の走行を模擬する実験装置を用い、提案制御法の有効性を検証する。

## 2. 走行中ワイヤレス給電システムの構成検討

### 2.1. 送電側の構成

ワイヤレス走行中給電において、一次側(道路側)の構成は最も大きなテーマの一つとして挙げられるが [7][8][9]、一次側の構成は主に二つのグループに分けられる [10]。一つは、送電コイルが受電コイルと比較してかなり進行方向に長く、一つの送電コイルから長時間の送電を行う、“Single-coil design”である。この方式は伝送効率と伝送電力が比較的一定な状態で給電が行えるというメリットがあるが、結合係数が低い為、伝送効率が低いという問題や漏洩磁界等の問題も有する。もう一つは、受電コイル程度の大きさの送電コイルを複数個連続して並べる“Segmented coil design”である。この方式は、断続的に給電を行う為、受電側の構成、制御が複雑になりやすい。しかし、結合係数がかなり高く取れる為、高効率での伝送が実現できる。また、給電中は送電コイルが車体に覆われる為、漏洩磁界を小さく抑えることができる。これらの理由から、本研究では一般車向けのワイヤレス走行中給電においては、“Segmented coil design”が有力であると考えられる。図 1 に、著者の考える理想的な一次側送電システムの構成を示す。送電システムは、一つの送信コイルと各コイルに配置されたインバータが並列に DC バスに接続された構成をもつ。このようなシンプルな構成により、設置やメンテナンスの手間を省くことができる。また、一つの送電コイルを一つのインバータが担って

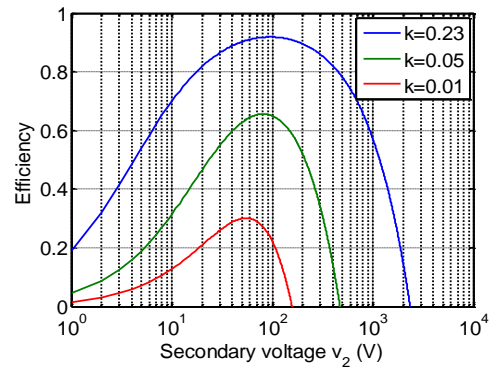


図 3. 二次側電圧  $v_2$  による伝送効率の変化 ( $V_1=100$  V)  
Fig. 3. Transmitting efficiency at different  $v_2$  ( $V_1=100$  V)

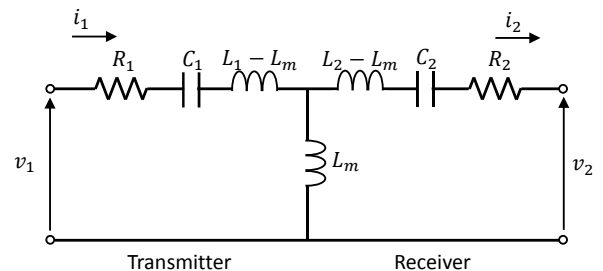


図 4. 定電圧負荷時の WPT の等価回路モデル

Fig. 4. Equivalent circuit model of WPT with a constant voltage load

るので大電力の電力伝送が可能である。更に、根本の伝送に DC バスを用いることで、AC バスに比べて EMI を抑制することが出来る。

### 2.2. 受電側の構成

図 2 に受電側(車両側)の構成図を示す。受電側は直列補償された受電コイル、整流器、DC-DC コンバータ、そしてキャパシタもしくはバッテリー等の定電圧負荷に接続される。DC-DC コンバータは二次側電圧を変化させ、効率を制御するために用いられる。

## 3. 最大効率制御及び結合係数推定法

### 3.1. 最大効率制御

図 4 のように、定電圧負荷を持ち、直列補償コンデンサを持つ WPT の等価回路において、二次側の電圧を変化させたときの伝送効率を図 3 に示す。これより、伝送効率はある二次側電圧のときピークを持つことが知られており、このときの二次側電圧  $v_2$  (実効値) は式 (1) のように求められる [5]。

$$V_{2\eta_{\max}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2 + \sqrt{R_1 R_2}}} V_1 \quad (1)$$

ここで、 $R_1, R_2$  と  $L_1, L_2$  はそれぞれ一次側と二次側コイルの内部抵抗、自己インダクタンスを示し、 $k$  は結合

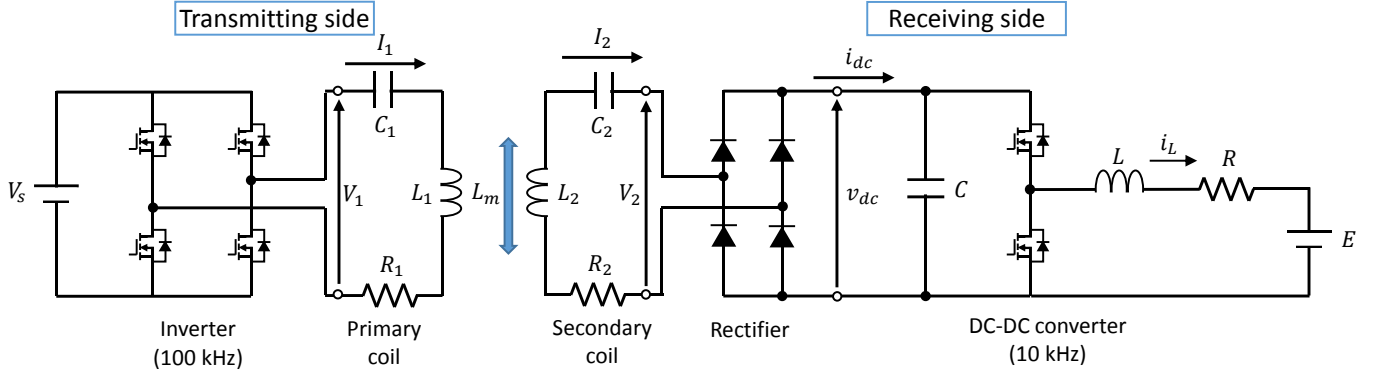


図 5. 走行中ワイヤレス給電システムの全体図

Fig. 5. Whole dynamic wireless power transfer system configuration

係数， $\omega_0$ は共振周波数を示す．よって，走行中ワイヤレス給電においても，常に二次側電圧を $V_{2\eta\max}$ に合わせこむことで最大効率制御が実現できることが分かる．特に，スーパーキャパシタ(SC)等をストレージとして持つシステムを考えた場合[11]，SCのSOC(State of charge)に応じて二次側電圧が変化してしまう為，DC-DCコンバータによる最大効率制御による効果がより顕著にみられると考えられる．

### 3.2. リアルタイム結合係数推定

式(1)より，最大効率制御を実現するためには送受電コイル間の結合係数 $k$ が必要であることが分かる．結合係数は直接測定できるものではないので，電流電圧情報から推定を行う必要がある．ここで，一次側システムをなるべく単純化したいという要望があるので，車両側の情報のみで $k$ を推定する手法を紹介する．図4において，一次側，二次側電圧電流の実効値を用いると式(2)が導かれる．

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & j\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} \\ j\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(2)より，一次側電流 $I_1$ を除くように変形すると，結合係数推定式 $\hat{k}$ は式(3)のように導かれる．

$$\hat{k} = \frac{V_1 + \sqrt{V_1^2 - 4R_1 I_2 (V_2 + R_2 I_2)}}{2I_2 \omega_0 \sqrt{L_1 L_2}} \quad (3)$$

しかし，実際のシステムにおいては必ずセンサノイズが存在し，今回の制御では式(3)をDC-DCコンバータのデューティ指令値の計算に直接用いる為，なんらかのノイズ処理を行う必要がある．今回は逐次最小二乗(RLS)フィルタを用いた推定法を紹介する．式(3)より，RLSにおける出力 $y[i]$ ，リグレッサ $\phi[i]$ をそれぞれ式(4)，(5)のように表す．( $i$ はセンサのサンプリング点を表す．)

$$y[i] = V_1 + \sqrt{V_1^2 - 4R_1 I_2 [i] (V_2 [i] + R_2 I_2 [i])} \quad (4)$$

$$\phi[i] = 2I_2 [i] \omega_0 \sqrt{L_1 L_2} \quad (5)$$

ここで，RLSは $\hat{k}[i]$ や $y[i]$ ， $\phi[i]$ を以下の式(6)に従って逐次的に更新していくことで統計的に $\hat{k}$ を求める．

$$\hat{k}[i] = \hat{k}[i-1] + \frac{\phi[i] P[i-1]}{\lambda + \phi[i]^2 P[i-1]} \varepsilon[i]$$

$$\varepsilon[i] = y[i] - \phi[i] \hat{k}[i-1]$$

$$P[i] = \frac{1}{\lambda} \left\{ P[i-1] - \frac{\phi[i]^2 P[i-1]^2}{\lambda + \phi[i]^2 P[i-1]} \right\} \quad (6)$$

ここで， $\hat{k}[0]=0$ ， $P[0]=1$ とし， $\lambda$ は忘却係数である．

この結合係数推定法におけるもう一つの問題点は，式(2)は定常状態でのみ有効な方程式だということである．しかし，実際の車両走行による $k$ の変動における時定数は早くても100ms程度であるのに対し，通常のWPT回路における二次側電流の時定数は1~10ms程度であるので， $k$ 推定に用いる方程式は定常状態の電流値を用いたもので問題は無いと考えられる．

## 4. 走行中ワイヤレス給電システムの全体像

### 4.1. AC-DC変換

図5に提案する走行中ワイヤレス給電システムの全体図を示す． $V_s$ はDCバスの電圧を示し， $V_1$ と $V_2$ ， $I_1$ と $I_2$ はそれぞれ一次側，二次側電圧また電流の基本波成分の実効値を表す． $v_{dc}$ はDCリンクコンデンサの電圧を表し， $i_{dc}$ はDCリンクコンデンサに流入する電流の平均値を， $i_L$ は定電圧負荷 $E$ に流入する電流を表す． $C$ はDCリンクコンデンサのキャパシタンス， $L$ は平

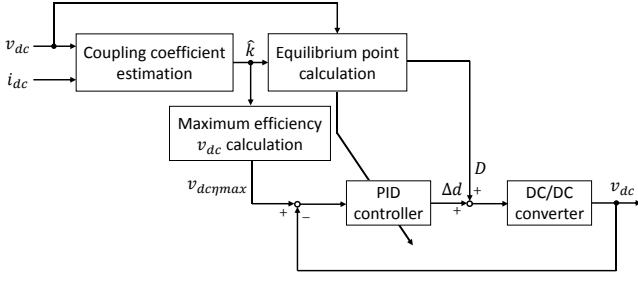


図 6.  $k$  推定と最大効率制御のブロック線図

Fig. 6.  $k$  estimation and maximum efficiency control

滑コイルのインダクタンス,  $R$  は平滑コイルやバッテリーまたは SC の内部抵抗を表す・

前節において, 式(1)や式(3)を導いたが, これらはどちらも実効値を用いている. しかし, 100 kHz 付近の交流電流の実効値を正確に求めるには広帯域なセンサが必要であり, あまり現実的ではなく, 図 5 における  $V_s, v_{dc}, i_{dc}$  等の DC 値を用いた方が良く考えられる. 図 5 のシステムにおいては, 二次側電流は正弦波, 二次側電圧は DC リンクコンデンサの影響で矩形波になるので[12], 一次側のインバータを矩形波駆動した場合,  $V_1$  と  $V_2, I_2$  はフーリエ級数展開より, それぞれ以下のように表される.

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s, \quad V_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} v_{dc}, \quad I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} i_{dc} \quad (7)$$

よって, 式(1), (3)はそれぞれ式(8), (9)のように変形できる.

$$v_{dc\eta\max} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2} + \sqrt{R_1 R_2}} V_s \quad (8)$$

$$\hat{k} = \frac{4v_{dc} + \sqrt{16v_{dc}^2 - \pi R_1 i_{dc} (8v_{dc} + \pi^2 R_2 i_{dc})}}{\pi^2 i_{dc} \omega_0 \sqrt{L_1 L_2}} \quad (9)$$

## 4.2. DC-DC コンバータのモデル化

本節では, 状態空間平均化法を用いた二次側 DC-DC コンバータのモデル化及び制御手法を紹介する[6]. 図 5 に示す DC-DC コンバータの状態空間モデルは非線形なので, 平衡点とその周りの微小変動量を用いて線形化を行う. DC-DC コンバータの上側スイッチのデューティ比を  $d(t)$  とすると(両スイッチは相反的に動作する), 平衡点は式(10)を満たす.

$$V_{dc} = \frac{ED - RI_{dc}}{D^2}, \quad I_L = \frac{I_{dc}}{D} \quad (10)$$

ここで,  $V_{dc}, I_{dc}, I_L, D$  はそれぞれ  $v_{dc}, i_{dc}, i_L, d(t)$  の平衡点における値を表す. また,  $I_{dc}$  は式(2), (7)を用いて式(11)

のように WPT の特性により決定される.

$$I_{dc} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2} V_s - R_1 V_{dc}}{R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2} \quad (11)$$

式(10), (11)より, 平衡点における  $D$  を式(12)のように与える.

$$D = \frac{E + \sqrt{E^2 - 4Rv_{dc\eta\max} I_{dc} |_{v_{dc}=v_{dc\eta\max}}}}{2V_{dc\eta\max}} \quad (12)$$

このとき, 微小変動量は以下の状態方程式を満たす.

$$\frac{d}{dt} \Delta \mathbf{x}(t) = \Delta \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(t) + \Delta \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}(t) \quad (13)$$

$$\Delta v_{dc}(t) = \Delta \mathbf{c} \Delta \mathbf{x}(t) \quad (14)$$

$$\Delta \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{D}{L} \\ \frac{D}{C} & -\frac{8}{\pi^2} \frac{R_1}{C(R_1 R_2 + (\omega_0 k)^2 L_1 L_2)} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} \\ \frac{I_L}{C} \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{c} = [0 \quad 1]$$

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \Delta i_L(t) \\ \Delta v_{dc}(t) \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{u} = \Delta d(t)$$

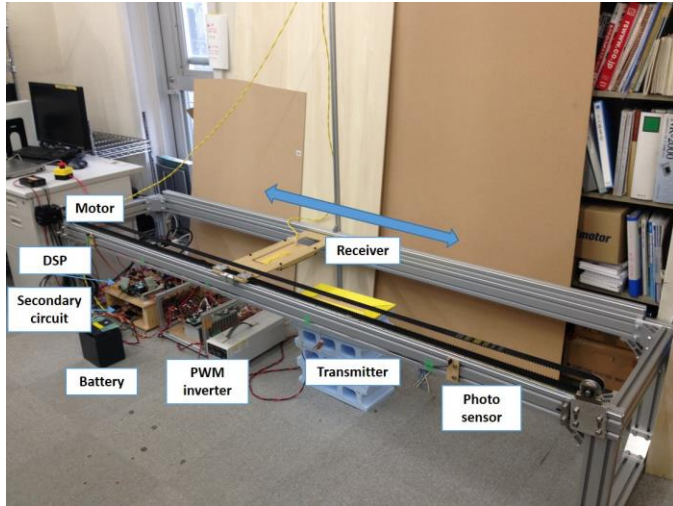
式(13), (14)より,  $\Delta d(s)$  から  $\Delta v_{dc}(s)$  までの伝達関数は二次である為, 式(15)に示す PID 制御器を極配置法により設計することで, フィードバック制御を行う. リアルタイム結合係数推定からフィードバック制御までのブロック線図を図 6 に示す.

$$C_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{\tau_D s + 1} \quad (15)$$

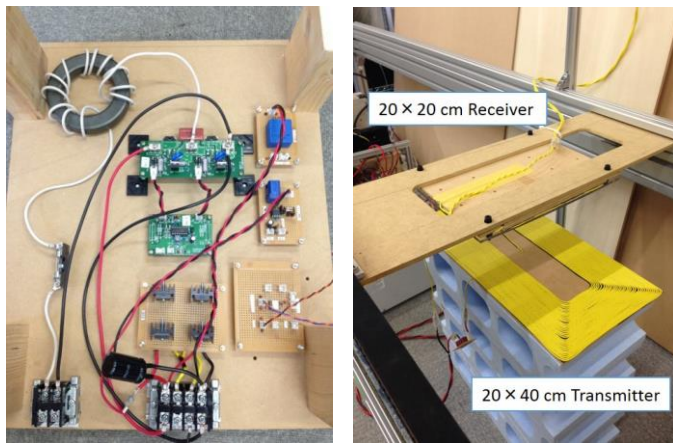
## 5. 実験

本節では, 提案するリアルタイム結合係数推定と最大効率制御の実験結果を紹介する. 図 7 に実験装置を示す. この実験装置では受電コイルがベルトで駆動し, EV の走行を模擬する. 全体の回路構成は図 5 に示す通りで, 各パラメータは表 1 に示す.

今回の実験では, 一次側コイルに大電流が流れることを避ける為, 一次側インバータは受電コイルが送電コイル上に来たときのみ駆動する. また, 二次側での各推定, 制御は  $i_{dc}$  がある閾値以上にあるときのみ行い, それ以外の時は  $d(t) = 0.95$  としている. RLS の忘却係数  $\lambda$  は 0.95 とした.



(a) 実験装置の全体像



(b)DC-DC コンバータ

(c)送受電コイル

図 7. 走行中ワイヤレス給電の実験装置

Fig. 7. Experimental setup for dynamic WPT

また、閉ループ極が $-500 \text{ rad/s}$ に4重根を持つようにPID制御器を設計し、DSPのサンプリング周期は $20 \mu\text{s}$ である。実験は $5 \text{ km/h}$ 、 $20 \text{ km/h}$ で受電コイルを等速駆動させて行った。これは、実験装置を $1/3$ モデルと仮定すると $15 \text{ km/h}$ 、 $60 \text{ km/h}$ での実車走行時における結合係数の変動を模擬できていると考えられる。

図8にリアルタイム結合係数推定と最大効率制御の実験結果を示す。上側、下側の図はそれぞれ、 $5 \text{ km/h}$ 、 $20 \text{ km/h}$ で受電コイルを駆動させたときの実験結果である。

(a)は、リアルタイム結合係数推定の実験結果を示す。黒点線が実際にオフラインで測定した結合係数であり、青破線がRLSフィルタ無しの場合の推定値、赤線がRLSフィルタ有りの場合の推定値である。どちらの場合も時間遅れは全く見られず、給電開始とほぼ同時に推定値が収束していることが分かる。しかし、全領域

表 1. 実験装置のパラメータ

Table. 1. Parameters of experimental setup

| Parameters | Meaning                             | Value               |
|------------|-------------------------------------|---------------------|
| $f_0$      | Operating frequency                 | 100 kHz             |
| $V_s$      | AC voltage source amplitude         | 18 V                |
| $L_1$      | Transmitter inductance              | 417.1 $\mu\text{H}$ |
| $C_1$      | Transmitter capacitance             | 6.03 nF             |
| $R_1$      | Transmitter resistance              | 1.83 $\Omega$       |
| $L_2$      | Receiver inductance                 | 208.5 $\mu\text{H}$ |
| $C_2$      | Receiver capacitance                | 12.15 nF            |
| $R_2$      | Receiver resistance                 | 1.28 $\Omega$       |
| $L$        | DC/DC converter inductance          | 1000 $\mu\text{H}$  |
| $C$        | DC/DC converter capacitance         | 1000 $\mu\text{F}$  |
| $R$        | DC/DC converter resistance          | 0.2 $\Omega$        |
| $f_s$      | DC/DC converter switching frequency | 10 kHz              |
| $E$        | Battery voltage                     | 6 V                 |

において推定値にある程度のオフセットが見られる。これは、整流前の波形を完全な正弦波、または矩形波として整流器前後のAC-DC変換(式(7))を行っていることによる誤差だと考えられる。これは直接交流部の実効値を測定するか、波形のより詳細なモデル化により変換を行うことで改善が可能であると考えられる。RLSフィルタの効果は明らかであり、有効性があると考えられる。

(b)は、制御有り無しの場合の $v_{dc}$ の測定値と $v_{dc\eta_{\max}}$ を表す。どちらの場合もフィードバック制御により、給電開始と同時に昇圧を行い $v_{dc}$ を $v_{dc\eta_{\max}}$ に合わせこめていることが分かる。しかし、 $20 \text{ km/h}$ の場合、オーバーシュートの期間が目立ち、収束に多少の時間を要している。これはPID制御器のゲインを変えたり、異なる制御手法を用いることで改善が可能である。

(c)はDC to DC伝送効率の時間波形を表す。どちらの場合も、全給電領域において約10%ほどの効率改善が行われていることが分かる。よって、この程度の $k$ 変動領域においては提案制御法の有効性があることが確かめられた。

(d)は受電電力を表す。最大効率制御により、給電電力が向上していることが分かる。これは、二次側電圧を上昇させたことで一次側入力インピーダンスが低下したことが原因である。つまり、最大効率制御を行う事で伝送効率だけでなく、給電電力も改善できることを示している。

## 6. 結言

本稿では、走行中ワイヤレス給電システムの全体像の提案を行った。走行中ワイヤレス給電を実際に普及させる為には、一次側(道路側)は極力シンプルにし、二

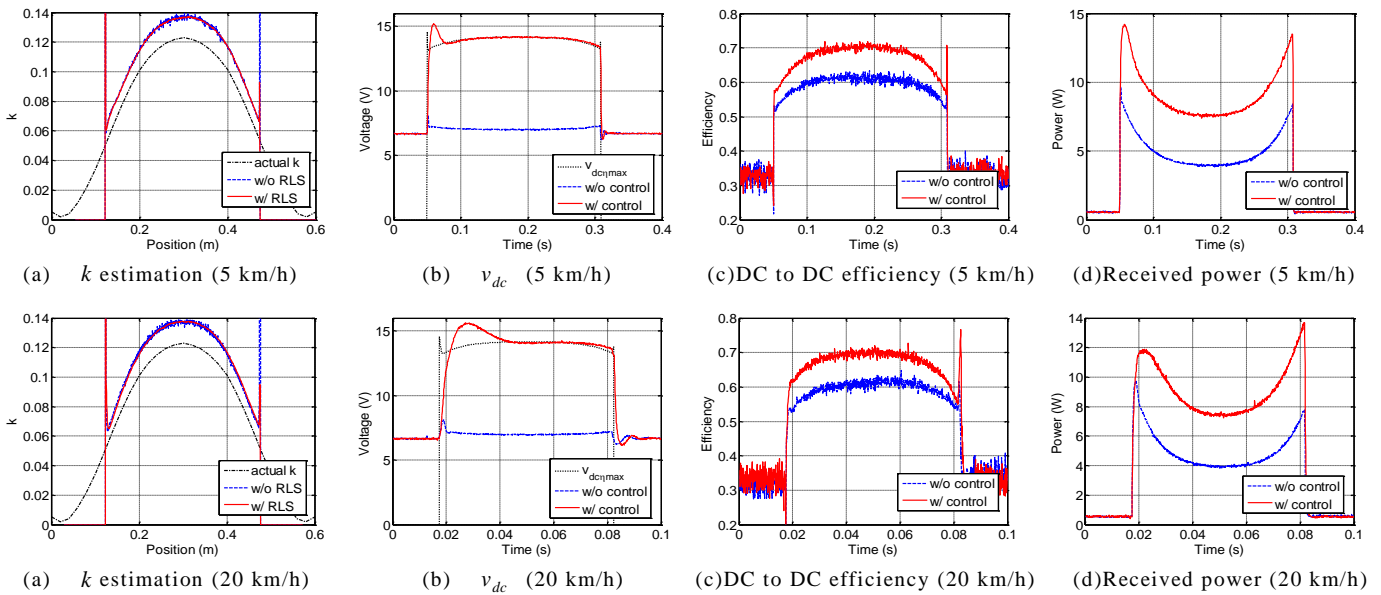


図 8.リアルタイム結合係数推定と最大効率制御の実験結果

Fig. 8. Experimental results of real-time coupling coefficient estimation and maximum efficiency control.

次側(車両側)で細かい制御を行う必要がある。また本稿ではその際に有効であると考えられる、リアルタイム結合係数推定と最大効率制御法を紹介した。

また、RLSフィルタを用いた結合係数推定と、DC-DCコンバータのモデル化によって設計したフィードバック制御器を組み合わせることで、実際のEVの走行時程度の結合係数変動がある状況でも十分に伝送効率改善の効果がみられることを実験により示した。

しかし、結合係数推定の実験結果に多少の推定誤差が見られたので、今後の課題としてより詳細な電流電圧波形のモデル化を行うことで推定精度の改善を行う。

## 文 献

- [1] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S. J. Jeon, D. H. Cho, "Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, no.3, pp.1179-1192, 2014.
- [2] S. Li, C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 3, pp.4-17, 2015.
- [3] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*, Vol. 317, no. 5834, pp.83-86, 2007.
- [4] T. Imura, Y. Hori, "Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, no.10, pp.4746-4752, 2011.
- [5] M. Kato, T. Imura, Y. Hori, "Study on Maximize Efficiency by Secondary Side Control Using DC-DC Converter in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling," *IEEE, EVS27*, pp.1-5, 2013.
- [6] 畑 勝裕, 居村 岳広, 堀 洋一, "長距離伝送における走行中ワイヤレス給電を目指した二次側DC-DCコンバータによる最大効率制御", *電子情報通信学会, IEICE-114, No.72*, pp.51-56, 2014.
- [7] W. Li, C. C. Mi, S. Li, "Integrated LCC Compensation Topology for Wireless Charger in Electric and Plug-in Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, pp.4215-4225, 2015.
- [8] S. Choi, J. Huh, W. Y. Lee, S. W. Lee, C. T. Rim, "New Cross-Segmented Power Supply Rails for Roadway-Powered Electric Vehicles," *IEEE transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No.12, pp.5832-5841, 2013.
- [9] L. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys, G. A. Covic, "Double-Coupled Systems for IPT Roadway Applications," *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 3, pp.37-49, 2015.
- [10] K. Lee, Z. Pantic, S. M. Lukic, "Reflexive Field Containment in Dynamic Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 29, no.9, pp.4592-4602, 2014.
- [11] 平松 敏幸, 黄 孝亮, 堀 洋一, "複数回ワイヤレス給電を行うキャパシタ・バッテリーハイブリッド蓄電装置の容量比設計" *IEE of Japan Technical Meeting Record 2014, VT-14-006*, pp.25-30, 2014.
- [12] D. Gunji, T. Imura, H. Fujimoto, "Fundamental Research of Power Conversion Circuit Control for Wireless In-Wheel Motor using Magnetic Resonance Coupling", *Industrial Electronics Society, IECON 2014*, pp.3004-3009, 2014.